



⑬ BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENT- UND
MARKENAMT

⑫ Patentschrift
⑩ DE 44 27 990 C 2

⑤① Int. Cl.⁷:
G 01 B 7/14
G 01 D 5/20
H 01 H 36/00

⑳ Aktenzeichen: P 44 27 990.6-52
㉔ Anmeldetag: 8. 8. 1994
㉕ Offenlegungstag: 15. 2. 1996
㉖ Veröffentlichungstag
der Patenterteilung: 23. 11. 2000

DE 44 27 990 C 2

Innerhalb von 3 Monaten nach Veröffentlichung der Erteilung kann Einspruch erhoben werden

⑦③ Patentinhaber:
Becker, Wolf-Jürgen, Univ.-Prof. Dr.rer.nat., 34246
Vellmar, DE

⑦② Erfinder:
Wang, Yunqiang, 34123 Kassel, DE; Becker,
Wolf-Jürgen, Prof. Dr.rer.nat., 34123 Kassel, DE

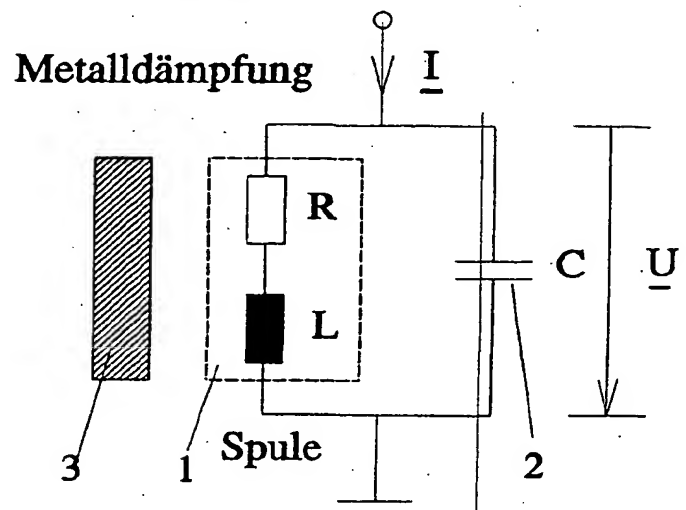
⑤⑥ Für die Beurteilung der Patentfähigkeit in Betracht
gezogene Druckschriften:

DE 37 14 433 C1
DE 39 19 916 A1
EP 05 37 747 A2

SCHIFF, A., Induktive und kapazitive Sensoren
Die Bibliothek der Technik, Verlag moderne
industrie 1989, S. 28-29;

⑤④ Induktiver Näherungssensor zur materialunabhängigen Abstandsmessung

⑤⑦ Induktiver Näherungssensor zur materialunabhängigen Messung des Abstandes eines elektrisch-leitenden bzw. eines wegen seiner Permeabilität magnetisch-leitenden, insbesondere weichmagnetischen oder ferromagnetischen Meßobjektes (3) unter Verwendung eines Parallel- oder Serien-Schwingkreises, bestehend aus einer als induktiver Näherungssensor wirkenden Spule (1) und aus einem Schwingkreis-Kondensator (2), wobei der Schwingkreis in einem Oszillator (4) auf seiner Resonanzfrequenz f_0 zu Eigenschwingungen angeregt wird, dadurch gekennzeichnet,
- daß ein elektrischer oder elektronischer Gleichrichter (7) vorhanden ist, um die induzierte Wechselspannung \underline{U} am Parallel-Schwingkreis oder den induzierten Strom \underline{I} am Serien-Schwingkreis als Maß für den Resonanzwiderstand Z des Schwingkreises zu messen, so daß die induzierte Spannung \underline{U} oder der induzierte Strom \underline{I} in ein resonanzwiderstands-proportionales Signal U_z oder X_z überführt wird,
- daß ein elektrischer oder elektronischer Frequenz-Wandler (5) oder Frequenz-Umsetzer (15) vorhanden ist, um die Resonanzfrequenz f_0 des Schwingkreises zu messen, so daß die Resonanzfrequenz f_0 des Schwingkreises in ein frequenzproportionales Signal U_f oder X_f überführt wird, und
- daß ein elektrischer oder elektronischer Subtrahierer (9) oder (16) vorhanden ist, um das Differenzsignal Δ oder Δ aus dem Signal U_z oder X_z und dem Signal U_f oder X_f zu bilden.



DE 44 27 990 C 2

Die Erfindung betrifft einen induktiven Näherungssensor zum materialunabhängigen Messen des Abstands eines Meßobjektes vorzugsweise aus Metall. Das Ausgangssignal eines Näherungsschalters ist um den justierten Schalterpunkt nahezu nur abhängig vom Meßabstand und unabhängig von Materialeigenschaften des Meßobjekts.

Ein induktiver Näherungsschalter zum Messen des Abstands arbeitet üblicherweise mit einem LC-Parallel-Schwingkreis, weil ein Schwingkreis in Resonanz einen geringen Hilfsenergiebedarf hat. Das magnetische Wechselfeld der Spule des LC-Schwingkreises dient als Sensor und wird von einem elektrisch-leitenden und magnetisch-leitenden (d. h. wegen seiner Permeabilität weichmagnetischen oder ferromagnetischen) Meßobjekt meist aus Metall beeinflusst. Die Beeinflussung der Sensorspule ist neben dem Abstand des Meßobjekts auch von den Materialeigenschaften der verschiedenen Meßobjekte abhängig, so daß ein Werkstofffaktor für verschiedene Werkstoffe bei der praktischen Anwendung eingeführt werden muß, damit der gemessene Abstand bzw. Schalterpunkt entsprechend korrigiert wird. Im Buch von Andreas Schiff: "Induktive und kapazitive Sensoren; Die Bibliothek der Technik 24, Verlag moderne industrie, 1989, Seite 28" sind die Werkstoffaktoren für verschiedene Metalle angegeben.

Für Sensorhersteller ist es bei einer Großserienfertigung sehr aufwendig und kostenintensiv, die Dämpfungsmaterialien, die ein Kunde verwendet, vorher festzulegen. Es sind deshalb zahlreiche Schaltungen für induktive Näherungsschalter bekannt, die den Abstand ohne nachträgliche Korrektur bei Annäherung von Meßobjekten aus verschiedenen Metallen messen.

Allen Schaltungen gemeinsam ist der Nachteil eines hohen konstruktiven Aufwands der Realisierung. Die materialunabhängige Messung wird hierbei ausschließlich mit zusätzlichen Spulen und damit gebildeten Spannungs- oder Stromteilern realisiert, so daß die erreichbare Meßempfindlichkeit reduziert wird.

Im deutschen Patent DE 39 19 916 A1 ist ein induktiver Näherungsschalter zur materialunabhängigen Abstandsmessung eines Meßobjekts beschrieben. Der Sensor verwendet zwei räumlich getrennte Spulen. Durch eine Einstellung der magnetischen Kopplung zwischen den beiden Spulen wird die Materialabhängigkeit von Dämpfungsmetallen reduziert. Dies ist aber bei einer praktischen Fertigung nur schwer zu erreichen und der technische Aufwand hoch.

Ein anderer induktiver Näherungsschalter nach dem europäischen Patent EP 0537747 A2 verwendet statt eines herkömmlichen LC-Parallel-Schwingkreises einen Resonator mit einer Spule, zwei Kondensatoren und einem Widerstand. Die Frequenz der Resonanzschaltung dient als Ausgangssignal. Durch den kapazitiven Spannungsteiler wird auch die Meßempfindlichkeit erheblich reduziert.

Ein weiteres Beispiel ist durch das deutsche Patent DE 37 14 433 C1 bekannt. In diesem induktiven Näherungsschalter gibt es einen Oszillator, der eine fest vorgegebene Frequenz liefert und lose an den Sensorschwingkreis angekoppelt ist. Durch eine Einstellung der Kopplung wird die Materialabhängigkeit abgeglichen. Auch hier wird die Meßempfindlichkeit wesentlich erniedrigt.

Alle bekannten Verfahren unterscheiden sich erheblich von den herkömmlichen und überwiegend verbreiteten Meßverfahren mit einem LC-Parallel-Schwingkreis (eine Spule parallel zu einem Kondensator). Eine Realisierung der materialunabhängigen Abstandsmessung auf der Grundlage eines LC-Parallel-Schwingkreises ist deshalb von großer Bedeutung in der industriellen Anwendung und hat einen erheblichen Vorteil, weil die bisherigen Sensoreigenschaften, z. B. das Temperaturverhalten, erhalten bleiben und die bisher benutzte elektronische Schaltung und der mechanische Aufbau nur geringfügig oder gar nicht geändert werden muß.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, mit einem induktiven Näherungsschalter um seinen Schalterpunkt unabhängig von den Materialeigenschaften des Metallobjekts den Abstand zu messen, und eine Schaltung anzugeben, die mit einem herkömmlichen LC-Schwingkreis aufgebaut ist.

Die Erfindung löst diese Aufgabe in erster Linie gemäß Anspruch 1 dadurch, daß bei den an sich bekannten Meßverfahren mit einem LC-Parallel- oder LC-Serien-Schwingkreis eine zusätzliche Messung der Resonanzfrequenz, eine Umwandlung dieser Frequenz in eine von dieser Frequenz abhängige Spannung und eine mathematische Verknüpfung dieser frequenzabhängigen Spannung mit der in der Spule des LC-Schwingkreises induzierten Spannung oder mit dem in der Spule des LC-Schwingkreises induzierten Strom durchgeführt wird, so daß das Ausgangssignal um den Schalterpunkt nahezu nur vom Abstand abhängig ist.

In dieser Erfindung wird entweder ein LC-Parallel-Schwingkreis oder ein LC-Serien-Schwingkreis verwendet. Die induzierte Spannung oder der induzierte Strom am Schwingkreis wird gemessen, mit einem Gleichrichter gleichgerichtet und mit einem einstellbaren Verstärker vorzugsweise als Spannungsausgangssignal ausgegeben.

Als zweite Größe wird die Resonanzfrequenz des Schwingkreises gemessen. Diese Frequenz wird mittels eines Frequenz-Spannungs-Wandlers oder -Umsetzers zu einer Gleichspannung umgesetzt und dann mit einem einstellbaren Verstärker verstärkt. Das Spannungsausgangssignal des LC-Schwingkreises wird mit dem Spannungssignal aus der Resonanzfrequenz mit einem Addierer oder einen Subtrahierer summiert oder subtrahiert, so daß das Ausgangssignal die Summe oder Differenz der beiden Spannungen ist.

Die Verstärkungen der beiden einstellbaren Verstärker für die beiden Spannungssignale werden so eingestellt, daß am Schalterpunkt die Ausgangssignale bei Annäherung eines magnetisch-leitenden (weichmagnetischen oder hartmagnetischen oder ferromagnetischen) Meßobjekts und bei Annäherung eines elektrisch-leitenden, nichtferromagnetischen Meßobjekts gleich groß sind. Bei Annäherung eines dritten Meßobjekts aus einem anderen ferro- oder nichtferromagnetischen Werkstoff wird die Materialabhängigkeit erheblich reduziert.

Ausführungsbeispiele der Erfindung werden im folgenden anhand von Zeichnungen näher erläutert:

Fig. 1 zeigt einen LC-Parallel-Schwingkreis bestehend aus einer Meßspule und einem Kondensator im induktiven Näherungssensor, wobei die Spule mit einem metallischen Meßobjekt bedämpft wird;

Fig. 2a zeigt das Verhalten der induzierten Spannung U_z nach Fig. 1 als Ausgangssignal in Abhängigkeit vom Abstand a bei Annäherung verschiedener Dämpfungsmetalle;

Fig. 2b zeigt das Verhalten der Resonanzfrequenz f_r für Fig. 2a;

Fig. 3a zeigt das prinzipielle Verhalten der induzierten Spannungen für eine Aluminium- und eine Stahlplatte, sowie

die durch die Erfindung am Schalterpunkt a_0 korrigierten verbesserten Ausgangsspannungen \bar{U}_{Fe} und \bar{U}_{Al} für Fig. 3a;

Fig. 3b zeigt das prinzipielle Verhalten der Resonanzfrequenz f für eine Aluminium- und eine Stahlplatte;

Fig. 4 zeigt ein Blockschaltbild zur Realisierung der materialunabhängigen Abstandsmessung;

Fig. 5 zeigt eine mögliche Schaltung zur Realisierung der materialunabhängigen Abstandsmessung;

Fig. 6 zeigt das Verhalten des Ausgangssignals der Schaltung nach Fig. 5 für das Verhalten nach Fig. 2a und 2b;

Fig. 7 zeigt ein Blockschaltbild zur Realisierung der materialunabhängigen Abstandsmessung bei Verwendung von digitalen Bauelementen für eine digitale Signalverarbeitung.

Gefäß Fig. 1 besteht der LC-Parallel-Schwingkreis eines induktiven Näherungssensors, der in einem Oszillator in Resonanz erregt wird, aus einer Spule 1 mit Ferritkern und einem zur Spule parallel angeschlossenen Kondensator 2 mit der Kapazität C , wobei die Spule mit einem Metall-Objekt 3 gedämpft wird. Die Spule 1 ist in Fig. 1 durch einen Ersatzwiderstand R und eine Ersatzinduktivität L dargestellt. Die Admittanz Y des Schwingkreises lautet:

$$\begin{aligned} Y &= \frac{I}{U} \\ &= j\omega C + \frac{1}{R+j\omega L} \\ &= \frac{R}{R^2+(\omega L)^2} + j\left(\omega C - \frac{\omega L}{R^2+(\omega L)^2}\right) \end{aligned} \quad (1)$$

Im Resonanzfall (Kreisfrequenz $\omega_0 = 2\pi f$) ist der Imaginärteil von Y null. Es ist also

$$\omega_0 C = \frac{\omega_0 L}{R^2+(\omega_0 L)^2} \quad (2)$$

Durch Umformung erhält man

$$\begin{aligned} \omega_0 &= \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{1 - \frac{R^2 C}{L}} \\ &\approx \frac{1}{\sqrt{LC}}, \text{ wobei } 1 > \frac{R^2 C}{L} \text{ angenommen ist.} \end{aligned} \quad (3)$$

Im Betriebszustand des induktiven Näherungssensors wird der Schwingkreis durch eine Rückkopplung mit aktiven Bauelementen sowohl mit Metall-Dämpfung 3 als auch ohne Metall-Dämpfung auf seiner Resonanzfrequenz erregt. Die Resonanzfrequenz ω_0 ist nur abhängig vom Wert der Ersatzinduktivität L , wenn der Kondensator C fest ist. Die komplexe induzierte Spannung \underline{U} sinkt in diesem Fall mit der Dämpfung. Nach Gl. (1) bis (3) lautet der Effektivwert von \underline{U} im Resonanzfall

$$\begin{aligned} U &= \frac{I}{Y} \\ &= I \frac{(\omega_0 L)^2 + R^2}{R} \\ &= I \left(\frac{L}{CR} + R \right) \\ &\approx I \frac{L}{CR} \end{aligned} \quad (4)$$

Für einen induktiven Näherungssensor als Schalter sollte der Schaltabstand a möglichst groß sein, beispielsweise größer als $1/3$ des Durchmessers der Spule. In solchen Fällen ist $L/CR \gg R$. Man kann deshalb die Näherung nach Gl. (4) verwenden. Ein typischer Verlauf der Spannung U bei Annäherung verschiedener Metaldämpfungen als Funktion des Abstands a um die Frequenz 120 kHz ist in Fig. 2a wiedergegeben. Der Spulendurchmesser war 25 mm. Die nachfolgende Signalauswertung in einem herkömmlichen induktiven Näherungsschalter erfolgt durch Gleichrichtung der Span-

nung U und anschließender Auswertung mit einem Schnitt-Trigger und Komparator zur Festlegung des Schaltpunktes. Die andere meßbare Größe ist die Resonanzfrequenz f . Ihr Verlauf als Funktion des Abstands a ist in Fig. 2b dargestellt.

Für eine vereinfachende Darstellung sind die Differenzen der Spannung U zwischen einem elektrisch-leitenden Meßobjekt (hier: eine Aluminiumplatte) und einem elektrisch-leitenden und magnetisch-leitenden (Permeabilität) Meßobjekt (hier: Stahlplatte) in Fig. 3a und die Differenzen der Resonanzfrequenz f in Fig. 3b abgebildet. Am Schaltpunkt bei einem festen Abstand a_0 erhält man die Differenzspannung $\Delta U(a_0)$ zwischen den Spannungen $U_{Al}(a_0)$ und $U_{Fe}(a_0)$ (Fig. 3a).

$$\Delta U(a_0) = U_{Al}(a_0) - U_{Fe}(a_0) \quad (5)$$

Gleichzeitig ist auch eine Frequenzdifferenz $\Delta f(a_0)$ zwischen den Resonanzfrequenzen des Schwingkreises bei Verwendung einer Aluminiumplatte $f_{Al}(a_0)$ und einer Stahlplatte $f_{Fe}(a_0)$ vorhanden (Fig. 3b).

$$\Delta f(a_0) = f_{Al}(a_0) - f_{Fe}(a_0) \quad (6)$$

Um die Materialunabhängigkeit des Schaltpunktes beim Abstand a_0 zu erhalten, verknüpft man U und f mittels des Differential-Verfahrens durch folgende neue Funktion

$$\tilde{U} = U - kf, \quad (7)$$

wobei k einstellbar ist.

Befindet sich eine Stahlplatte im Abstand a_0 , erhält man das neue Ausgangssignal $\tilde{U}_{Fe}(a_0)$ für ein Meßobjekt aus Stahl.

$$\tilde{U}_{Fe}(a_0) = U_{Fe}(a_0) - kf_{Fe}(a_0) \quad (8)$$

Befindet sich eine Aluminiumplatte im Abstand a_0 , erhält man das neue Ausgangssignal $\tilde{U}_{Al}(a_0)$ für ein Meßobjekt aus Aluminium.

$$\tilde{U}_{Al}(a_0) = U_{Al}(a_0) - kf_{Al}(a_0) \quad (9)$$

Die beiden Spannungen werden gleich groß

$$\tilde{U}_{Fe}(a_0) = \tilde{U}_{Al}(a_0), \quad (10)$$

wenn gilt

$$\begin{aligned} k &= \frac{U_{Fe}(a_0) - U_{Al}(a_0)}{f_{Fe}(a_0) - f_{Al}(a_0)} \\ &= \frac{\Delta U(a_0)}{\Delta f(a_0)}. \end{aligned} \quad (11)$$

Am so eingestellten Arbeitspunkt a_0 ändert sich die Spannung $\tilde{U}(a_0)$ nicht mehr bei der Verwendung eines Meßobjektes aus Aluminium oder Stahl. Die Differenz der Spannung $\tilde{U}(a_0)$ bei Verwendung einer Aluminium- und einer Stahlplatte beträgt

$$\begin{aligned}
\Delta \tilde{U}(a_0) &= \tilde{U}_{Al}(a_0) - \tilde{U}_{Fe}(a_0) \\
&= U_{Al}(a_0) - kf_{Al}(a_0) - U_{Fe}(a_0) + kf_{Fe}(a_0) \\
&= U_{Al}(a_0) - \frac{\Delta U(a_0)}{\Delta f(a_0)} f_{Al}(a_0) - U_{Fe}(a_0) + \frac{\Delta U(a_0)}{\Delta f(a_0)} f_{Fe}(a_0) \\
&= U_{Al}(a_0) - U_{Fe}(a_0) - \frac{\Delta U(a_0)}{\Delta f(a_0)} [f_{Al}(a_0) - f_{Fe}(a_0)] \\
&= \Delta U(a_0) - \frac{\Delta U(a_0)}{\Delta f(a_0)} \Delta f(a_0) = 0.
\end{aligned} \tag{12}$$

Man erhält entsprechend Fig. 3a am Punkt a_0 einen Schnittpunkt der Kurven $\tilde{U}_{Al}(a)$ und $\tilde{U}_{Fe}(a)$. Eine materialunabhängige Messung des Abstands für Stahl und Aluminium wird auf diese Weise am Arbeitspunkt a_0 realisiert.

Aus Fig. 3a und 3b ist ersichtlich, daß an einem beliebigen Punkt a mit $a \neq a_0$ die Differenzen $\Delta U(a)$ und $\Delta f(a)$ sich unterschiedlich ändern. Man erhält also

$$\Delta U(a) = U_{Al}(a) - U_{Fe}(a) \tag{13}$$

und

$$\Delta f(a) = f_{Al}(a) - f_{Fe}(a). \tag{14}$$

Mit Gl. (7) und (11) erhält man eine neue Abstandsabhängigkeit $\tilde{U}_{Fe}(a)$ für ein Meßobjekt aus Stahl

$$\tilde{U}_{Fe}(a) = U_{Fe}(a) - kf_{Fe}(a) \tag{15}$$

und für ein Meßobjekt aus Aluminium

$$\tilde{U}_{Al}(a) = U_{Al}(a) - kf_{Al}(a). \tag{16}$$

An einem beliebigen Punkt a gilt jetzt

$$\begin{aligned}
\Delta \tilde{U}(a) &= \tilde{U}_{Al}(a) - \tilde{U}_{Fe}(a) \\
&= U_{Al}(a) - kf_{Al}(a) - U_{Fe}(a) + kf_{Fe}(a) \\
&= U_{Al}(a) - \frac{\Delta U(a_0)}{\Delta f(a_0)} f_{Al}(a) - U_{Fe}(a) + \frac{\Delta U(a_0)}{\Delta f(a_0)} f_{Fe}(a) \\
&= U_{Al}(a) - U_{Fe}(a) - \frac{\Delta U(a_0)}{\Delta f(a_0)} [f_{Al}(a) - f_{Fe}(a)] \\
&= \Delta U(a) - \frac{\Delta U(a_0)}{\Delta f(a_0)} \Delta f(a)
\end{aligned} \tag{17}$$

und

$$\frac{\Delta \tilde{U}(a)}{\Delta U(a)} = 1 - \frac{\Delta U(a_0)}{\Delta f(a_0)} \frac{\Delta f(a)}{\Delta U(a)}. \tag{18}$$

Es existiert deshalb eine Umgebung um Punkt a_0 , in der gilt

$$|\Delta \tilde{U}(a)| \leq |\Delta U(a)|. \quad (19)$$

Aus Gl. (18) ergibt sich

$$\Delta \tilde{U}(a) = \left(1 - \frac{\Delta U(a_0)}{\Delta f(a)} \frac{\Delta f(a)}{\Delta U(a)} \right) \Delta U(a). \quad (20)$$

Die Gl. (19) ist erfüllt, wenn in Gl. (20) gilt

$$-1 \leq 1 - \frac{\Delta U(a_0)}{\Delta f(a_0)} \frac{\Delta f(a)}{\Delta U(a)} \leq 1. \quad (21)$$

Die Umgebung wird dann durch die Bedingung

$$0 \leq \frac{\Delta U(a_0)}{\Delta f(a_0)} \frac{\Delta f(a)}{\Delta U(a)} \leq 2 \quad (22)$$

beschrieben.

Aufgrund der Monotonität im ganzen Meßbereich, beispielsweise nach Fig. 2a und 2b, gilt

$$U_{Cu} > U_{Al} > U_{Fe} \text{ und } f_{Cu} > f_{Al} > f_{Fe}, \text{ wenn } \chi_{Cu} > \chi_{Al} \text{ und } \mu_{Fe} \gg 1. \quad (23)$$

Die linke Ungleichung ist automatisch erfüllt, da $\text{sign}[\Delta U(a_0)] = \text{sign}[\Delta U(a)]$ und $\text{sign}[\Delta f(a_0)] = \text{sign}[\Delta f(a)]$ sind. Die Erfüllung der rechten Ungleichung hängt entscheidend von der Wahl des Punktes a_0 ab. Mit hohen Resonanzfrequenzen, beispielsweise hier um 120 kHz, ist die rechte Ungleichung immer erfüllt. Die Bedingung nach Gl. (22) ist die Voraussetzung, daß die anschließende Auswertung mit einem Schmitt-Trigger und Komparator erfindungsgemäß arbeitet. Man kann deshalb am und um den Schaltpunkt a_0 für Stahl und Aluminium eine nahezu materialunabhängige Abstandsmessung durchführen.

Bei Annäherung eines dritten Meßobjekts, beispielsweise einer Kupferplatte, erhält man nach ähnlichen Herleitungen zwar nicht exakt den Schnittpunkt wie in Fig. 3a mit Aluminiumplatte, aber die Differenz der Ausgangssignale zwischen Kupfer und Stahl wird erheblich reduziert. Ebenso verhält es sich mit anderen ferromagnetischen und nichtferromagnetischen Metallen.

In Fig. 4 ist das Blockschaltbild eines erfindungsgemäßen Ausführungsbeispiels einer materialunabhängigen Abstandsmessung eines elektrisch-leitenden bzw. magnetisch-leitenden Meßobjektes dargestellt. Ein LC-Parallel-Schwingkreis, bestehend aus der Spule 1 und dem Kondensator 2, wird mit einer an sich bekannten Oszillatorschaltung 4, die nicht im einzelnen dargestellt ist, auf seiner Resonanzfrequenz f zu Eigenschwingungen erregt. Die Resonanzfrequenz f des Schwingkreises wird gemessen, indem sie mit einem Frequenz-Spannungs-Wandler 5 in ein frequenzproportionales Gleichspannungssignal U_f überführt wird. Dieses Gleichspannungssignal U_f wird danach mit einem an sich bekannten Spannungsverstärker 6 in die Spannung U'_f verstärkt, dessen Verstärkungsfaktor k_f einstellbar ist. Parallel zu 5 und 6 wird das Wechselspannungssignal U am Schwingkreis gemessen, in dem die Wechselspannung U mit einem an sich bekannten Gleichrichter 7 gleichgerichtet und in die Gleichspannung U_z überführt wird. Dieses Gleichspannungssignal U_z wird anschließend mit einem an sich bekannten Spannungsverstärker 8 in die Spannung U'_z verstärkt, dessen Verstärkungsfaktor k_z einstellbar ist. Die beiden Gleichspannungssignale U'_z und U'_f werden nachfolgend mit einem analogen Subtrahierer 9 von einander abgezogen, so daß das Ausgangssignal

$$\tilde{U}(a) = U'_z - U'_f \quad (24)$$

die Differenz der beiden Spannungssignale darstellt. Das Ausgangsspannungssignal $\tilde{U}(a)$ wird mit einem an sich bekannten nicht dargestellten Komparator zum Einstellen des Schaltpunktes, mit einem an sich bekannten Schmitt-Trigger 10 zum Einstellen einer eventuell notwendigen Schalthysterese ausgewertet und schließlich auf einen nachfolgenden Schaltverstärker 11 zum Ansteuern und Schalten größerer Leistungen ausgegeben. Die Verstärkungsfaktoren k_f und k_z werden so eingestellt, daß am vorgesehenen Arbeitspunkt bzw. Schaltpunkt a_0 das Ausgangssignal $\tilde{U}(a)$ bei Annäherung einer elektrisch-leitenden, ferromagnetischen Metallplatte, beispielsweise aus Stahl, und bei Annäherung einer nichtferromagnetischen Metallplatte, beispielsweise aus Aluminium, gleich groß ist. Jeder der beiden Spannungsverstärker 6 und 8 kann beispielsweise ein an sich bekannter Differenzverstärker sein. An dem einen Eingang des Spannungsverstärkers 6 liegt die Spannung U_f und am zweiten Eingang eine einstellbare Gleichspannungsquelle 12 mit der Konstantspannung U_{fz} , wobei U_{fz} von der Spannung U_f subtrahiert und so eingestellt wird, daß die Ausgangsspannung U'_f nicht die Versorgungsspannung des Subtrahierers 9 erreichen kann. An dem einen Eingang des Spannungsverstärkers 8 liegt die Spannung U_z und am zweiten Eingang eine einstellbare Gleichspannungsquelle 13 mit der Konstantspannung U_{zZ} , wobei U_{zZ} von der Spannung U_z subtrahiert wird und so eingestellt wird, daß die Ausgangsspannung U'_z nicht die Versorgungsspannung des Subtrahierers 9 erreichen kann. Das Ausführungsbeispiel gemäß Fig. 4 realisiert eine Schaltung gemäß Gl. (7), wenn der Verstärkungsfaktor des Spannungsverstärkers 8 auf $k_z = 1$, die Spannung $U_{zZ} = 0$ und der Verstärkungsfaktor des Spannungsverstärkers 6 auf $k_f = k$ eingesetzt wird.

Ein erfindungsgemäßes Ausführungsbeispiel der prinzipiellen Schaltung nach Fig. 4 mit den beiden Vereinfachungen $k_z = 1$ und $U_{zZ} = 0$ ist in Fig. 5 dargestellt. Wegen $U_{zZ} = 0$ entfällt die Gleichspannungsquelle 13 und der Verstärker 8 nach

Fig. 4. Bei der Beschreibung sollen nur die wesentlichen Schaltungsteile näher erläutert werden. Die nach Fig. 5 verwendeten Schaltungsbaugruppen zur Realisierung der in Fig. 4 beschriebenen Funktionsblöcke sind an sich bekannt. Der LC-Parallel-Schwingkreis mit der Meßspule 1 und dem Kondensator 2 wird durch eine Rückkopplung (Widerstand R1) mit einem Operationsverstärker IC1 auf seiner Resonanzfrequenz erregt; die dargestellte Anordnung gibt ein mögliches Ausführungsbeispiel für den Oszillator 4 wieder. Der nachfolgende Operationsverstärker IC2 arbeitet als Spannungsfolger bzw. Impedanzwandler mit der Verstärkung eins, so daß der Oszillator 4 nicht von den nachfolgenden Schaltungsstufen belastet wird. Der Frequenz-Spannungs-Wandler 5 arbeitet mit einem Komparator IC3 und einem, an sich bekannten integrierten Phasenregel-(PLL)-Schaltkreis. Der Komparator IC3 formt aus den sinusförmigen Eingangssignalen rechteckförmige Signale konstanter Amplitude. Der integrierte PLL-Schaltkreis, bestehend aus einem Phasenkomparator, einem Tiefpaßfilter R6 und C4 und einem spannungsgesteuerten Oszillator VCO, gibt eine Ausgangsspannung U_f ab, die proportional der Frequenz f seines Eingangssignales ist. Das Signal U_f wird mit dem Verstärker 6 verstärkt. Der Verstärker 6 ist als Instrumentenverstärker, bestehend aus den Operationsverstärkern IC8, IC9 und IC10, ausgeführt, dessen Verstärkung k_f mit dem Potentiometer r4 so eingestellt wird, daß das Ausgangssignal $\tilde{U}(a)$ am Schalterpunkt a_0 bei Annäherung von zwei verschiedenen Metallplatten (beispielsweise Stahl und Aluminium) gleich groß ist. Am zweiten Eingang des Instrumentenverstärkers liegt die Gleichspannung U_r , die von der Gleichspannungsquelle 12 in der dargestellten Weise mit einer Zenerdiode und einem Operationsverstärker IC7 erzeugt wird. Die Amplitude der Gleichspannung U_r wird mit dem Potentiometer r1 so justiert, daß das Ausgangssignal $\tilde{U}(a)$ nicht so groß wie die Versorgungsspannung U_r des Operationsverstärkers IC11 werden kann. Das Wechselspannungssignal U des Oszillators 4 wird mit einem an sich bekannten Präzisions-Vollweggleichrichter 7, bestehend aus den Operationsverstärkern IC4 und IC5 und den Dioden D1 und D2, in das Gleichspannungssignal $-U_z$ gleichgerichtet. Da der Verstärker 8 nicht vorhanden ist, ist das Signal $-U_z$ gleich dem Signal $-U_z$. Die Gleichspannungssignale $-U_z$ und U_f werden mit dem als Subtrahierer wirkenden Addierer 9, bestehend aus dem Operationsverstärker IC11 und den Widerständen R15, R16 und R17, voneinander subtrahiert und danach das Ausgangsgleichspannungssignal $\tilde{U}(a)$ gebildet, da der Vollweggleichrichter 7 das Signal U_z invertiert.

$$\tilde{U}(a) = -[U_f + (-U_z)] = U_z - U_f \quad (25)$$

Dieses Gleichspannungssignal $\tilde{U}(a)$ wird mit dem an sich bekannten Schmitt-Trigger 10 ausgewertet, sodaß am Ausgang des Schmitt-Triggers 10 ein Schaltsignal U_s entsteht. Der nachfolgende Schaltverstärker 11 ist in der Fig. 5 nicht dargestellt. Der Schmitt-Trigger 10 besteht aus den beiden Komparatoren IC12 und IC13 und einem RS-Flip-Flop IC14. Mit den beiden Potentiometern r2 und r3 wird der Schalterpunkt a_0 und die Schalthysterese des Schmitt-Triggers 10 eingestellt.

In Fig. 6 sind die Meßergebnisse des erfindungsgemäß korrigierten Ausgangssignals $\tilde{U}(a)$ in Abhängigkeit vom Abstand a zweier Metallobjekte (Stahl und Aluminium) für ein Ausführungsbeispiel nach Fig. 5 bei einer Oszillatorarbeitsfrequenz f von etwa 120 kHz dargestellt. Der Vergleich mit der Oszillatoramplitude U nach Fig. 2a, die bei den bisher bekannten induktiven Näherungssensoren ausgewertet wird, zeigt einen wesentlich verbesserten Gleichlauf der Abstandsabhängigkeit des Ausgangssignals. Nach den Fig. 2a und 2b ist bei einem ferromagnetischen Metallobjekt und bei großem Abstand des Objekts die Abstandsabhängigkeit der Oszillatoramplitude U wesentlich größer als die Abstandsabhängigkeit der Resonanzfrequenz f . Bei einem nichtferromagnetischen Metallobjekt und bei großem Abstand des Objekts ist das Verhalten umgekehrt; d. h. die Abstandsabhängigkeit der Oszillatoramplitude U ist in diesem Fall wesentlich unempfindlicher als die Abstandsabhängigkeit der Resonanzfrequenz f . Das bedeutet, daß die Messung des Abstandes bei einem nichtferromagnetischen Metallobjekt mit Hilfe der Oszillatorspannungsamplitude U , d. h. damit der induktiven Spannung U der Meßspule, weniger gut geeignet ist als mittels der Resonanzfrequenz f .

In einer weiteren Ausgestaltung der Erfindung hat sich nach Fig. 7 die Verwendung von digitalen Bauelementen für eine digitale Signalverarbeitung zur Erhöhung der Genauigkeit und zur Reduzierung der elektronischen Schaltungsmittel bewährt. Hierzu wird die induzierte Spannung U des LC-Parallel-Schwingkreises bzw. der induzierte Strom I des LC-Serien-Schwingkreises mit einem Gleichrichter 7 in das Gleichspannungssignal U_z und dieses mit einem an sich bekannten Analog/Digital-Umsetzer 14 in ein hierzu proportionales digitales Signal X_z umgesetzt. Weiterhin wird die Resonanzfrequenz f des Schwingkreises mit einem an sich bekannten digitalen Frequenz-Umsetzer 15, vorzugsweise ein Frequenz-Zähler, in ein frequenzproportionales digitales Signal X_f umgesetzt. Mittels eines an sich bekannten digitalen Subtrahierers 16 wird die Subtraktion der beiden digitalen Signale X_z und X_f durchgeführt, indem beispielsweise das eine digitale Signal in einen an sich bekannten digitalen Speicher geschrieben wird und von diesem Speicherinhalt das zweite digitale Signal subtrahiert wird, so daß der verbliebene Speicherinhalt die Differenz \tilde{X} der beiden digitalen Signale X_z und X_f darstellt. Die Quantisierungen des Analog/Digital-Umsetzers 14 bzw. des Frequenz-Umsetzers 15 werden so eingestellt, daß die Differenzen \tilde{X} für zwei verschiedene Meßobjekte aus verschiedenen Materialien im Arbeitspunkt a_0 gleich groß werden. Die oben näher ausgeführten Zusammenhänge gelten bei einer Digitalisierung der Signale entsprechend, so daß hier auf weitere Erläuterungen verzichtet werden kann.

Bei einem ferromagnetischen Metallobjekt wird im wesentlichen die Änderung der Oszillatorspannungsamplitude und damit die induzierte Spannung U der Meßspule erfaßt. Die Änderung der Amplitude der induzierten Spannung der Meßspule ist im wesentlichen ein Maß für die Änderung der Güte Q der Meßspule. Bei einem elektrisch leitenden, nichtferromagnetischen Metallobjekt, beispielsweise aus Aluminium, wird dagegen die Änderung der Resonanzfrequenz f und damit im wesentlichen die Änderung des Kehrwertes der reinen Spuleninduktivität L bzw. die Änderung der Imaginärteile des komplexen Spulenleitwertes erfaßt.

Ein nach dem erfindungsgemäßen Verfahren arbeitender Näherungssensor verknüpft in vorteilhafter Weise die an sich bekannte Messung der Güte einer Meßspule mit der gleichzeitig gemessenen Spuleninduktivität. Ein weiterer Vorteil des erfindungsgemäßen Verfahrens ist die wesentliche Erhöhung der Meßempfindlichkeit für nichtferromagnetische Metallobjekte bei gleichzeitiger Beibehaltung der Meßempfindlichkeit für ferromagnetische Metallobjekte mit den bekannten Gütemeßverfahren.

Ein weiterer Vorteil des erfindungsgemäßen Verfahrens ist die Verwendung von Resonanzfrequenzen wesentlich über

10 kHz, so daß die Verwendung von Spulen mit kleinen Abmessungen möglich ist und damit die Bedingung nach Gleichung (22) erfüllt wird.

Patentansprüche

5

10

15

20

25

30

35

40

45

50

55

60

65

1. Induktiver Näherungssensor zur materialunabhängigen Messung des Abstandes eines elektrisch-leitenden bzw. eines wegen seiner Permeabilität magnetisch-leitenden, insbesondere weichmagnetischen oder ferromagnetischen Meßobjektes (3) unter Verwendung eines Parallel- oder Serien-Schwingkreises, bestehend aus einer als induktiver Näherungssensor wirkenden Spule (1) und aus einem Schwingkreis-Kondensator (2), wobei der Schwingkreis in einem Oszillator (4) auf seiner Resonanzfrequenz f_0 zu Eigenschwingungen angeregt wird, **dadurch gekennzeichnet,**

- daß ein elektrischer oder elektronischer Gleichrichter (7) vorhanden ist, um die induzierte Wechselspannung U am Parallel-Schwingkreis oder den induzierten Strom I am Serien-Schwingkreis als Maß für den Resonanzwiderstand Z des Schwingkreises zu messen, so daß die induzierte Spannung U oder der induzierte Strom I in ein resonanzwiderstands-proportionales Signal U_z oder X_z überführt wird,
- daß ein elektrischer oder elektronischer Frequenz-Wandler (5) oder Frequenz-Umsetzer (15) vorhanden ist, um die Resonanzfrequenz f_0 des Schwingkreises zu messen, so daß die Resonanzfrequenz f_0 des Schwingkreises in ein frequenzproportionales Signal U_f oder X_f überführt wird, und
- daß ein elektrischer oder elektronischer Subtrahierer (9) oder (16) vorhanden ist, um das Differenzsignal \bar{U} oder \bar{X} aus dem Signal U_z oder X_z und dem Signal U_f oder X_f zu bilden.

2. Induktiver Näherungssensor nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet,

- daß ein Strom/Spannungs-Wandler den induzierten Wechselstrom I des Serien-Schwingkreises in eine Wechselspannung U umformt und
- daß ein Gleichrichter (7) diese Wechselspannung U in die Gleichspannung U_z gleichrichtet.

3. Induktiver Näherungssensor nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß der Strom/Spannungs-Wandler ein ohmscher Widerstand ist, der in dem Serien-Schwingkreis eingefügt ist, so daß durch diesen ohmschen Widerstand der induzierte Wechselstrom I des Schwingkreises fließt.

4. Induktiver Näherungssensor nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß die Sensorspule (1) der Strom/Spannungs-Wandler ist, so daß der Wechselstrom I des Serien-Schwingkreises an der Sensorspule (1) die Wechselspannung U erzeugt.

5. Induktiver Näherungssensor nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß der Kondensator (2) der Strom/Spannungs-Wandler ist, so daß der Wechselstrom I des Serien-Schwingkreises am Schwingkreiskondensator (2) die Wechselspannung U erzeugt.

6. Induktiver Näherungssensor nach einem der Ansprüche 2 bis 5, dadurch gekennzeichnet, daß der Strom/Spannungs-Wandler mit einem seiner zwei Anschlüsse an der Schaltungsmasse liegt, so daß die Wechselspannung U gegen Schaltungsmasse erzeugt wird.

7. Induktiver Näherungssensor nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß ein Frequenz/Spannungs-Wandler (5) die Resonanzfrequenz f_0 des Schwingkreises in eine frequenzproportionale Gleichspannung U_f wandelt.

8. Induktiver Näherungssensor nach einem der Ansprüche 1 bis 6, dadurch gekennzeichnet,

- daß ein elektronischer Gleichspannungsverstärker (8) die Gleichspannung U_z in die Gleichspannung U'_z verstärkt und
- daß elektronische Mittel vorhanden sind, um die Gleichspannungsverstärkung k_z einzustellen und zu justieren.

9. Induktiver Näherungssensor nach Anspruch 1 oder 7, dadurch gekennzeichnet,

- daß ein elektronischer Gleichspannungsverstärker (6) die Gleichspannung U_f in die Gleichspannung U'_f verstärkt und
- daß elektronische Mittel vorhanden sind, um die Gleichspannungsverstärkung k_f einzustellen und zu justieren.

10. Induktiver Näherungssensor nach einem der Ansprüche 1 bis 6 oder 8, dadurch gekennzeichnet,

- daß die Konstant-Gleichspannungsquelle (13) die Konstant-Gleichspannung U_{1z} erzeugt, die von der Gleichspannung U_z mit einem Subtrahierer im Gleichspannungsverstärker (8) subtrahiert wird, und
- daß elektronische Mittel vorhanden sind, um die Konstant-Gleichspannung U_{1z} einzustellen und zu justieren.

11. Induktiver Näherungssensor nach Anspruch 1 oder 7 oder 9, dadurch gekennzeichnet,

- daß die Konstant-Gleichspannungsquelle (12) die Konstant-Gleichspannung U_{1f} erzeugt, die von der Gleichspannung U_f mit einem Subtrahierer im Gleichspannungsverstärker (6) subtrahiert wird, und
- daß elektronische Mittel vorhanden sind, um die Konstant-Gleichspannung U_{1f} einzustellen und zu justieren.

12. Induktiver Näherungssensor nach einem der Ansprüche 8 bis 11, dadurch gekennzeichnet, daß entweder nur der elektronische Gleichspannungsverstärker (6) mit der Konstant-Gleichspannungsquelle (12) oder nur der elektronische Gleichspannungsverstärker (8) mit der Konstant-Spannungsquelle (13) oder keiner der beiden Gleichspannungsverstärker und damit keine Konstant-Spannungsquelle vorhanden ist.

13. Induktiver Näherungssensor nach einem der Ansprüche 1 bis 12, dadurch gekennzeichnet, daß der Subtrahierer (9) die Gleichspannung U'_f oder U_f von der Gleichspannung U'_z oder U_z subtrahiert, so daß die Differenzspannung $\bar{U}(a)$ entsteht, wenn die Gleichspannung U'_z oder U_z größer als die Gleichspannung U'_f oder U_f ist.

14. Induktiver Näherungssensor nach einem der Ansprüche 1 bis 12, dadurch gekennzeichnet, daß der Subtrahierer (9) die Gleichspannung U'_z oder U_z von der Gleichspannung U'_f oder U_f subtrahiert, so daß die Differenzspannung $\bar{U}(a)$ entsteht, wenn die Gleichspannung U'_f oder U_f größer als die Gleichspannung U'_z oder U_z ist.

15. Induktiver Näherungssensor nach einem der Ansprüche 1 oder 8 bis 14, dadurch gekennzeichnet, daß elektri-

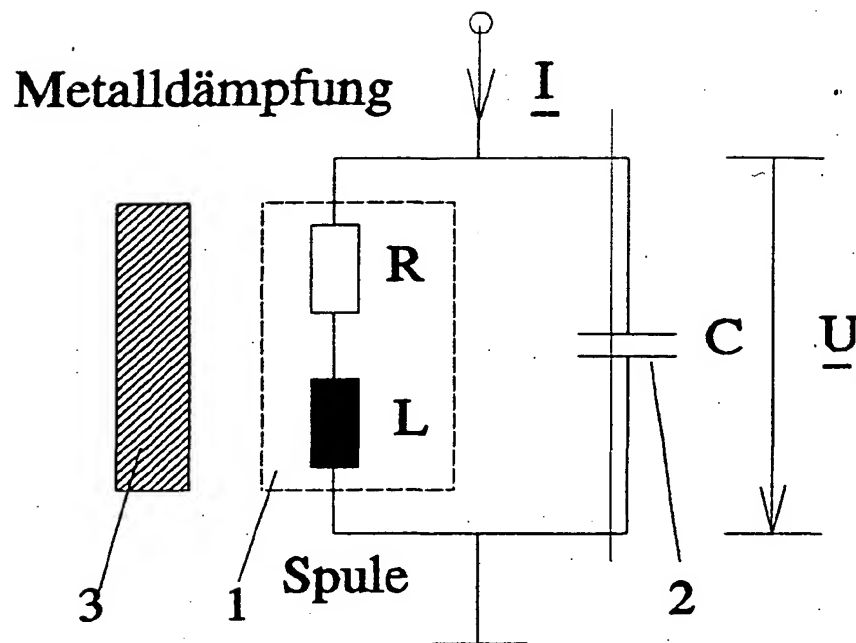
- sche oder elektronische Mittel zur Einstellung der Gleichspannungsverstärkungen k_f des Gleichspannungsverstärkers (6) und/oder k_z des Gleichspannungsverstärkers (8) und elektrische und elektronische Mittel zur Einstellung der Konstant-Spannungen U_{if} der Konstantspannungsquelle (12) und/oder U_{iz} der Konstantspannungsquelle (13) vorhanden sind, so daß in einem festen Arbeitspunkt oder Schalterpunkt beim Abstand a_0 des Meßobjektes (3) von der Senserspule (1) die Differenzspannung $\bar{U}_A(a_0)$ bei einem Meßobjekt (3) aus dem Werkstoff A gleich groß ist wie die Differenzspannung $\bar{U}_B(a_0)$ bei einem Meßobjekt (3) aus dem Werkstoff B. 5
16. Induktiver Näherungssensor nach einem der Ansprüche 1 bis 6, dadurch gekennzeichnet, daß der Umsetzer (14) ein elektronischer Analog/Digital-Umsetzer ist, so daß die analoge Gleichspannung U_z in ein proportionales Digitalsignal X_z umgesetzt wird.
17. Induktiver Näherungssensor nach einem der Ansprüche 1 bis 6, dadurch gekennzeichnet, daß der Umsetzer (15) ein elektronischer Frequenz-Zähler ist, so daß die Resonanzfrequenz f_0 des Schwingkreises in ein frequenzproportionales Digitalsignal X_f umgesetzt wird. 10
18. Induktiver Näherungssensor nach einem der Ansprüche 1 bis 6 oder 16 bis 17, dadurch gekennzeichnet, daß der Subtrahierer (16) ein digitaler elektronischer Subtrahierer ist, so daß das digitale Differenzsignal \bar{X} aus der Subtraktion des Digitalsignals X_z und des Digitalsignals X_f gebildet wird. 15
19. Induktiver Näherungssensor nach Anspruch 18, dadurch gekennzeichnet, daß der Subtrahierer (16) ein digitaler Halbleiter-Speicher ist.
20. Induktiver Näherungssensor nach einem der Ansprüche 16 bis 19, dadurch gekennzeichnet, daß elektronische Mittel zur Einstellung der Quantisierungsstufen des Umsetzers (14) und elektronische Mittel zur Einstellung der Quantisierungsstufen des Umsetzers (15) vorhanden sind, so daß in einem festen Arbeits- oder Schalterpunkt beim Abstand a_0 des Meßobjektes (3) von der Senserspule (1) das Differenzsignal $\bar{X}_A(a_0)$ bei einem Meßobjekt (3) aus dem Werkstoff A gleich groß ist wie das Differenzsignal $\bar{X}_B(a_0)$ bei einem Meßobjekt (3) aus dem Werkstoff B. 20
21. Induktiver Näherungssensor nach Anspruch 15 oder 20, dadurch gekennzeichnet, daß das Werkstoffmaterial A und/oder B des Meßobjektes (3) ein elektrisch-leitender Werkstoff ist.
22. Induktiver Näherungssensor nach Anspruch 21, dadurch gekennzeichnet, daß das Werkstoffmaterial A und/oder B des Meßobjektes (3) Metall ist. 25
23. Induktiver Näherungssensor nach Anspruch 15 oder 20, dadurch gekennzeichnet, daß das Werkstoffmaterial A und/oder B des Meßobjektes (3) ein wegen seiner Permeabilität magnetisch-leitender Werkstoff ist, also ein weichmagnetischer oder ferromagnetischer Werkstoff.
24. Induktiver Näherungssensor nach Anspruch 15 oder 20, dadurch gekennzeichnet, daß das Werkstoffmaterial A und/oder B des Meßobjektes (3) ein elektrisch-leitender und ein weichmagnetischer oder ferromagnetischer Werkstoff ist. 30
25. Induktiver Näherungssensor nach Anspruch 21 oder 22, dadurch gekennzeichnet, daß das Werkstoffmaterial A und/oder B des Meßobjektes (3) Kupfer, Messing, Aluminium oder Bronze ist.
26. Induktiver Näherungssensor nach Anspruch 23, dadurch gekennzeichnet, daß das Werkstoffmaterial A und/oder B des Meßobjektes (3) Ferrit ist. 35
27. Induktiver Näherungssensor nach Anspruch 24, dadurch gekennzeichnet, daß das Werkstoffmaterial A und/oder B des Meßobjektes (3) Eisen oder Stahl ist.
28. Induktiver Näherungssensor nach Anspruch 15 oder 20, dadurch gekennzeichnet, daß ein elektronischer Komparator vorhanden ist, der das Differenzsignal $\bar{U}(a)$ oder $\bar{X}(a)$ mit einem einstellbaren konstanten Vergleichssignal vergleicht, so daß das Ausgangssignal des Komparators angibt, ob das Differenzsignal $\bar{U}(a)$ oder $\bar{X}(a)$ größer oder kleiner als das Vergleichssignal ist und sodaß die Größe des Vergleichssignals den Arbeits- oder Schalterpunkt beim Abstand a_0 bestimmt. 40
29. Induktiver Näherungssensor nach Anspruch 28, dadurch gekennzeichnet, daß elektrische oder elektronische Mittel vorhanden sind, um die Größe des Vergleichssignals einzustellen oder zu justieren, sodaß auf diese Weise der Arbeits- oder Schalterpunkt bei einem Abstand a_0 des Meßobjektes (3) von der Senserspule (1) eingestellt oder justiert wird. 45
30. Induktiver Näherungssensor nach Anspruch 28 oder 29, dadurch gekennzeichnet,
 - daß der elektronische Komparator einen Schnitt-Trigger enthält, so daß eine Schalthysterese um den Arbeits- oder Schalterpunkt vorhanden ist, und
 - daß elektrische oder elektronische Mittel vorhanden sind, um die Amplitude der Schalthysterese einzustellen und zu justieren. 50

Hierzu 9 Seite(n) Zeichnungen

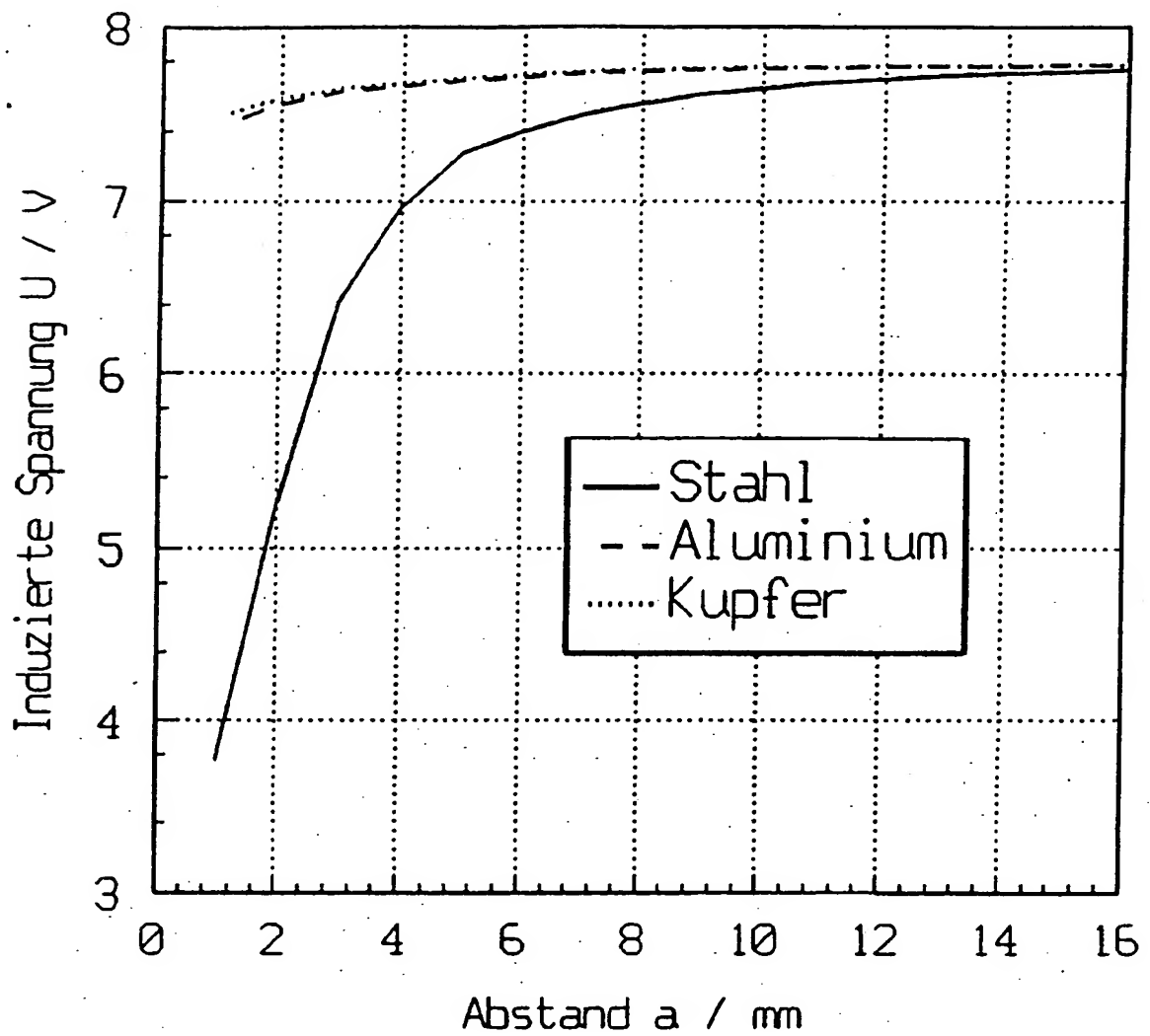
55

60

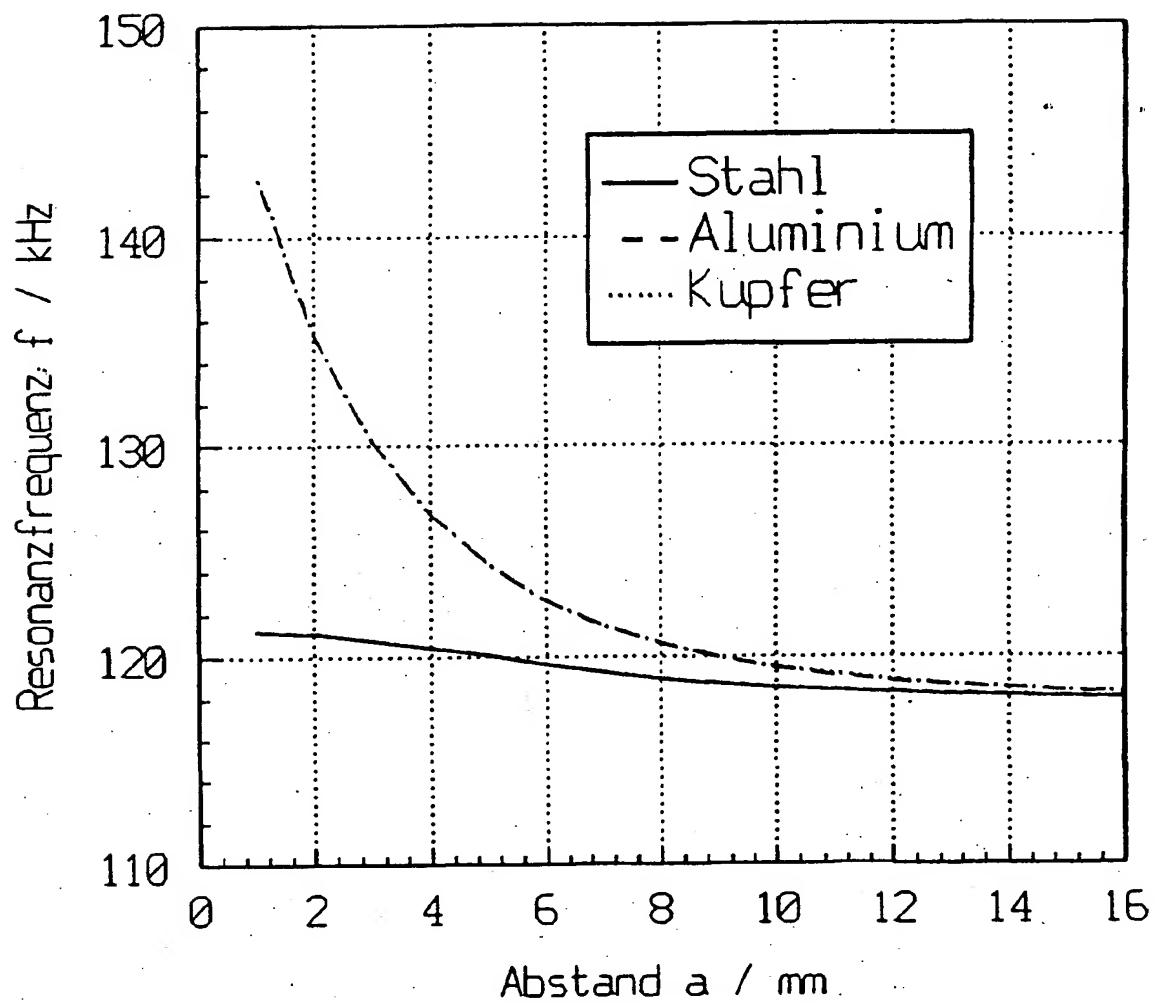
65



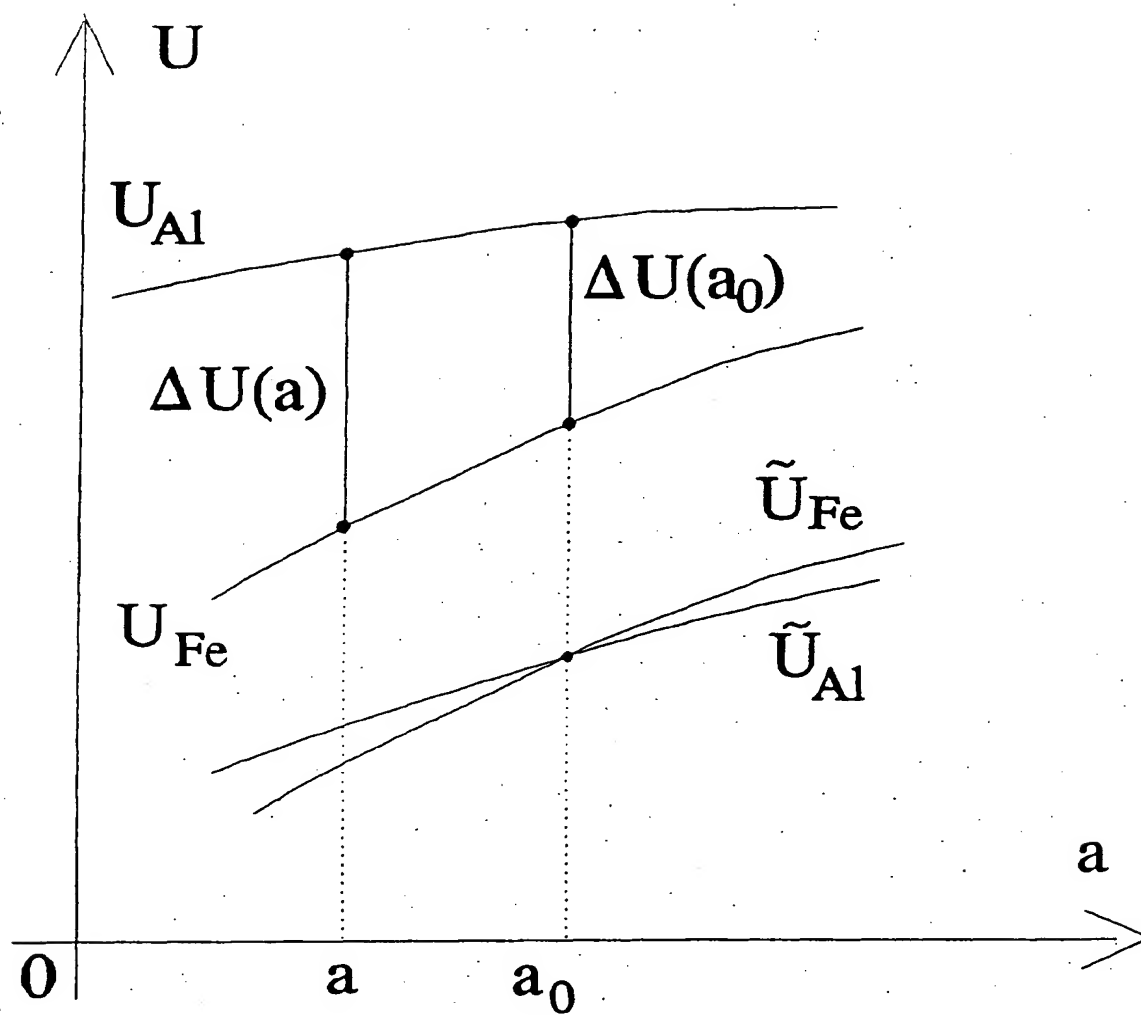
Figur 1



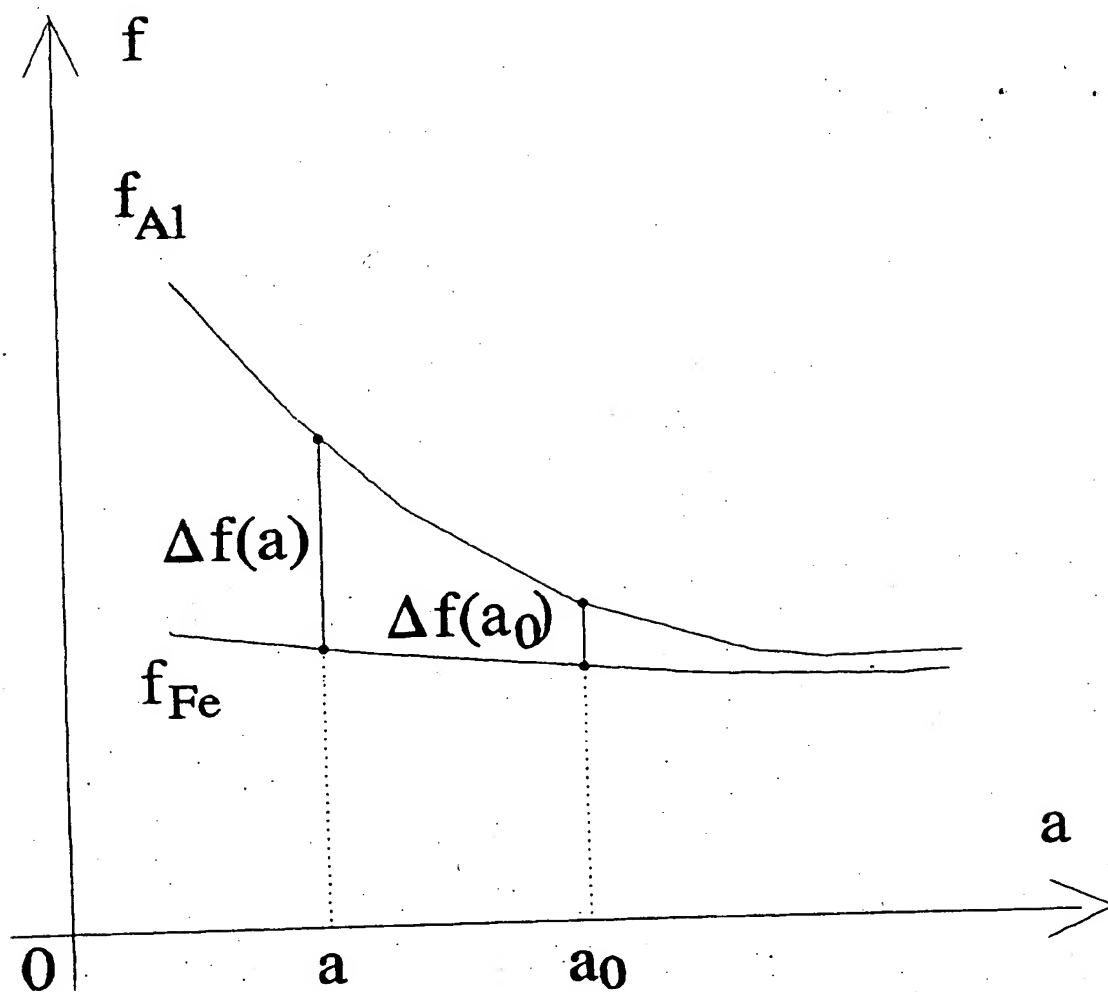
Figur 2a



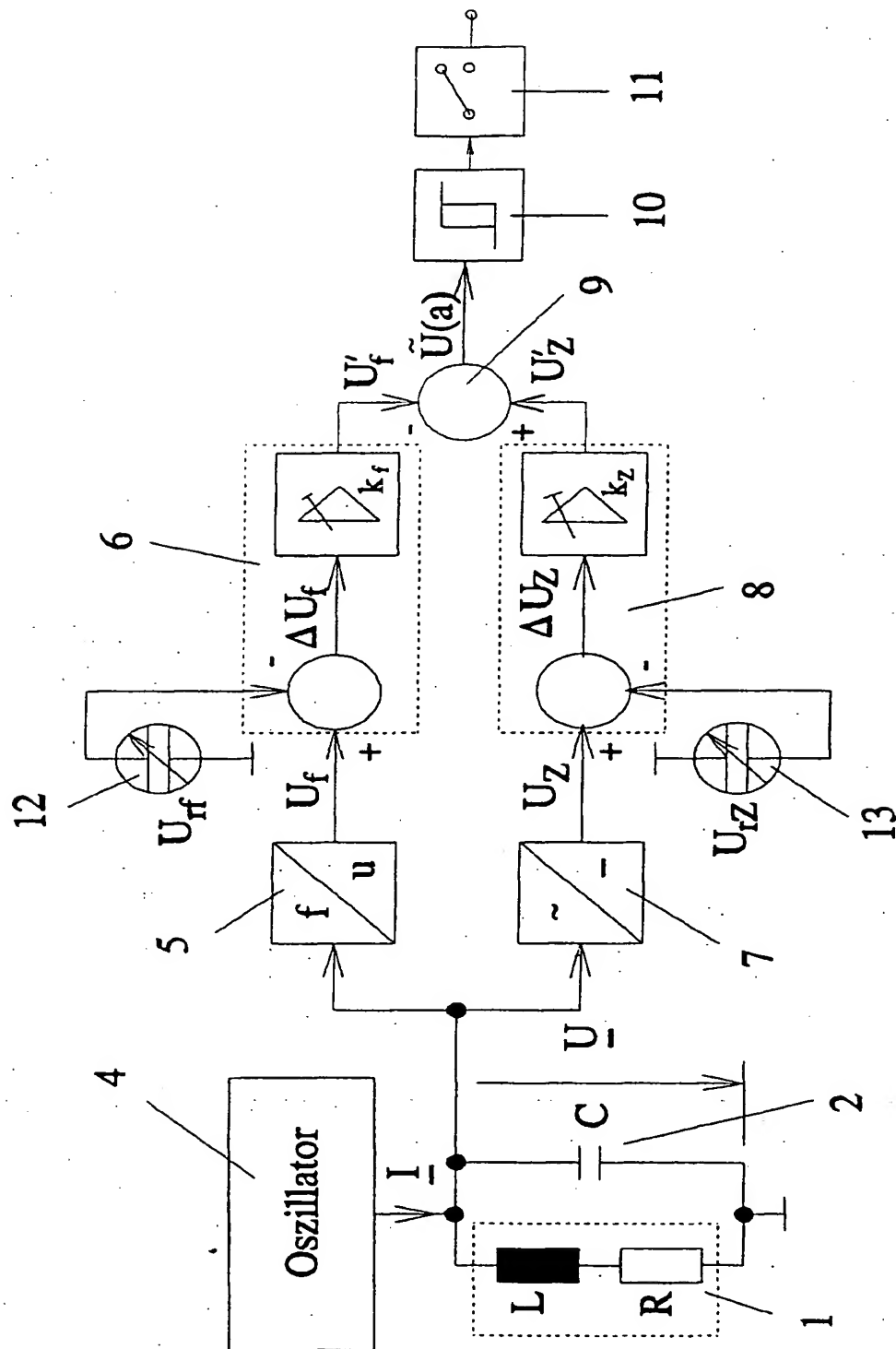
Figur 2b



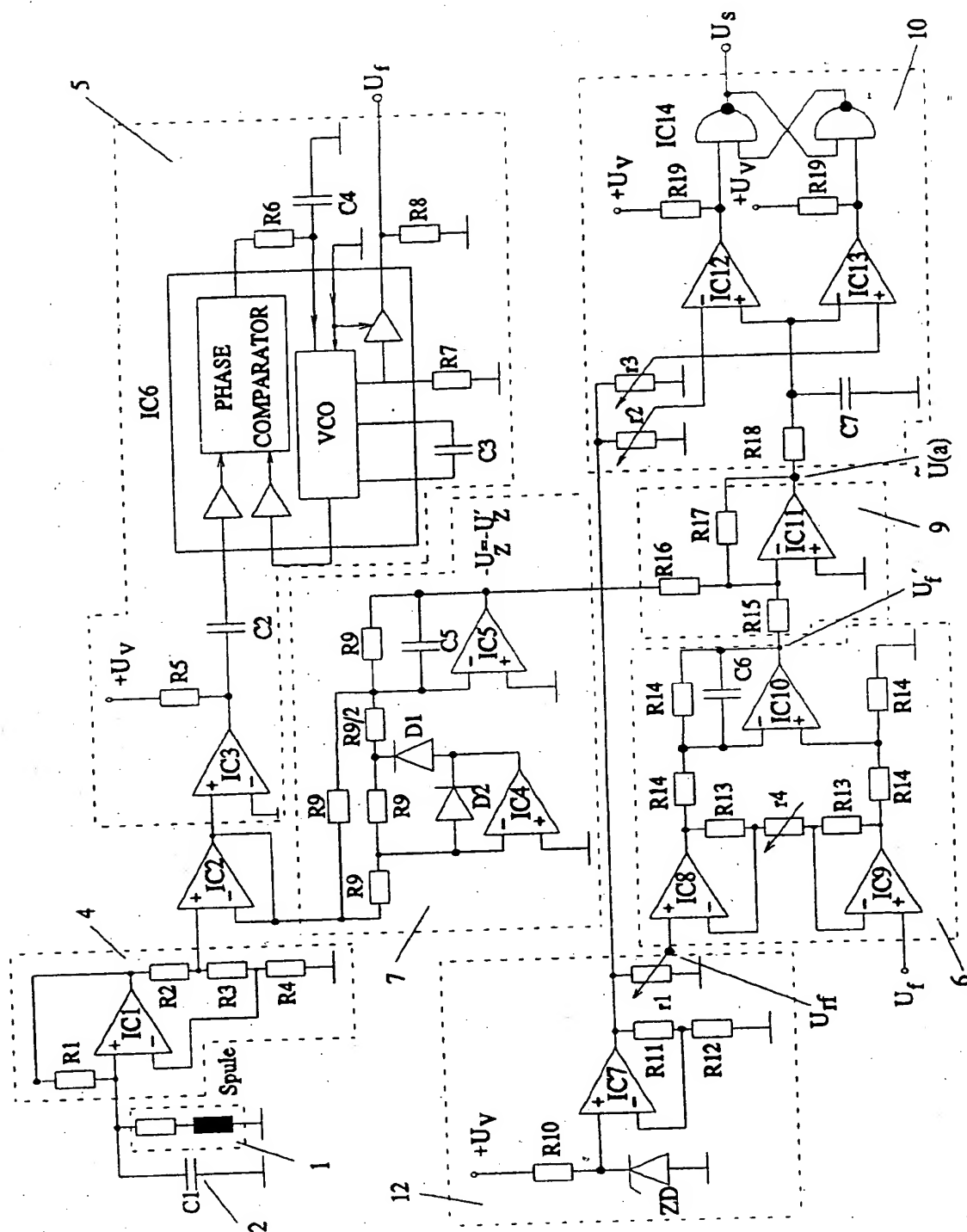
Figur 3a



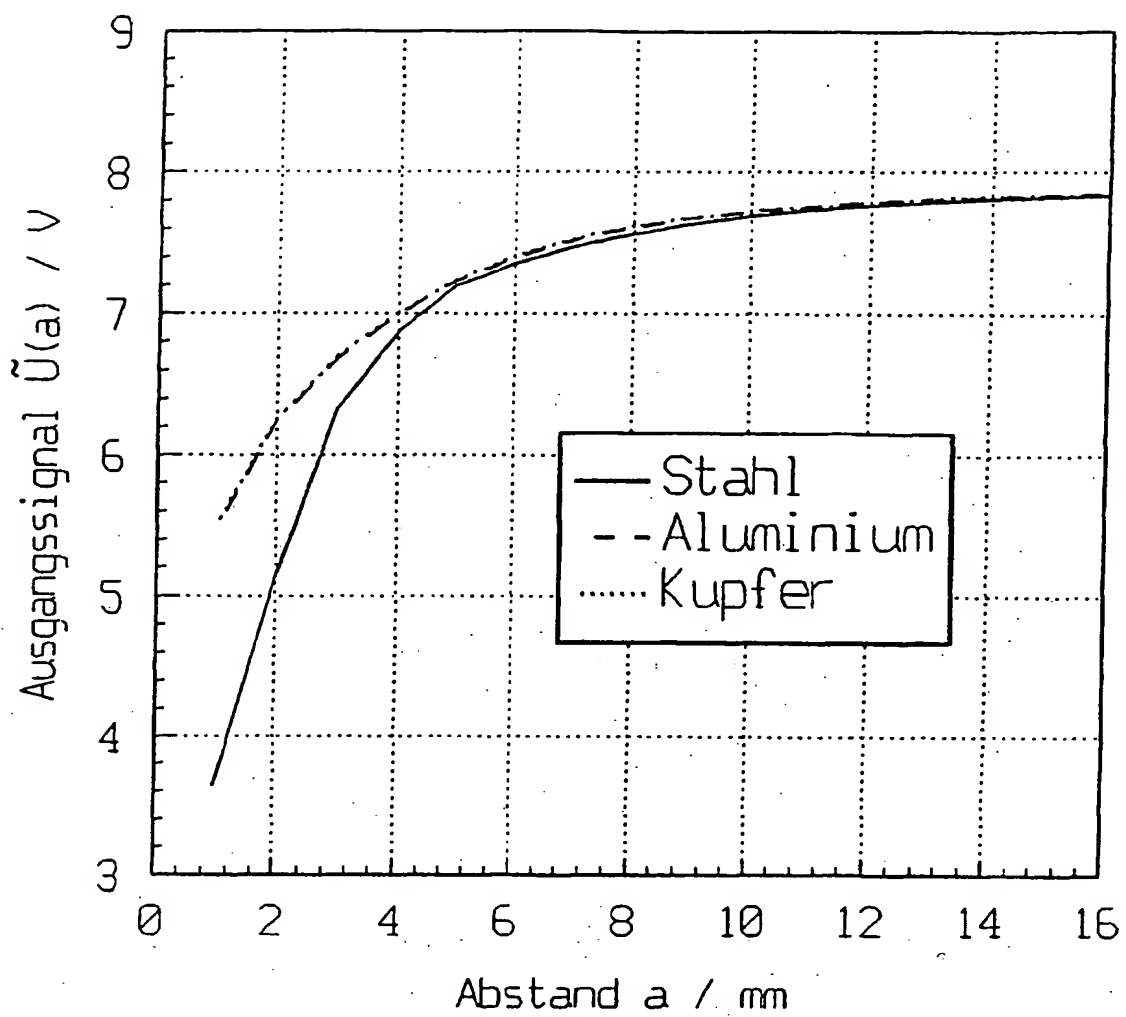
Figur 3b



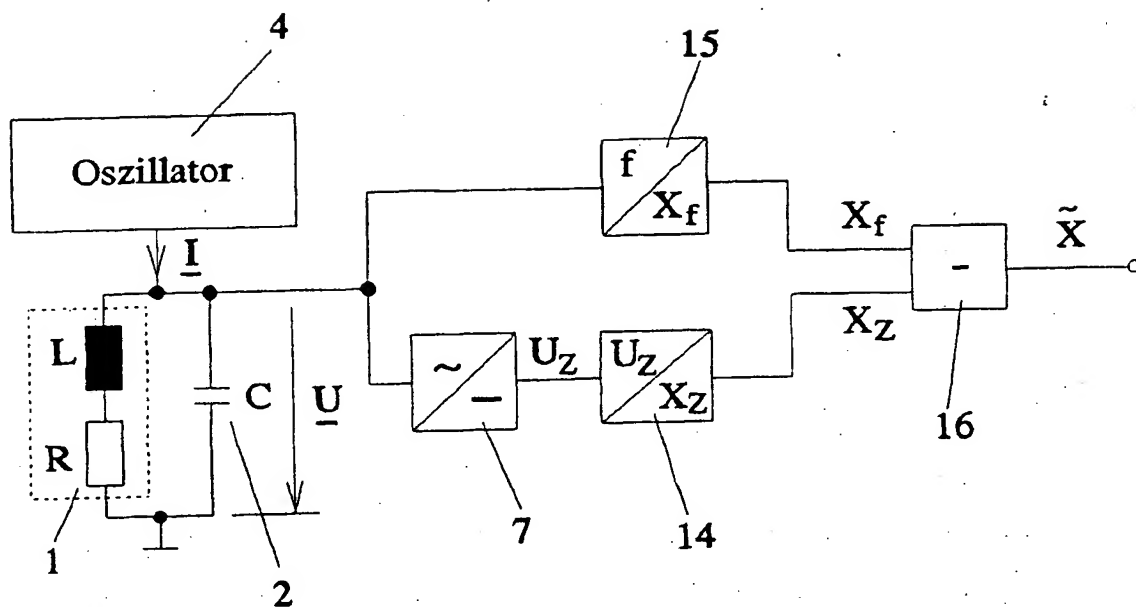
Figur 4



Figur 5



Figur 6



Figur 7

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☐ FADED TEXT OR DRAWING
- ☐ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☒ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.

THIS PAGE BLANK (USPTO)